文章编号：1001-506X(2016)01-0026-05　网址：www.sys-ele.com

GMSK＋PN 信号信噪比估计

石立国[1,2]，王竹刚[1]，熊蔚明[1]
（1. 中国科学院空间科学与应用研究中心，北京 100190；
2. 中国科学院大学，北京 100190）

摘　要：针对数传、测距一体化的调制方式高斯最小频移键控复合伪码测距(Gaussian minimum shift keying＋pseudo-noise，GMSK＋PN)信号的信噪比估计，提出了一种精度较高、复杂度较低的快速算法。该算法采用层状结构分解的方式，将信号分解为若干信号单元，对每一个分解的信号单元进行功率分配计算或信噪比估计，最后快速准确地计算出整个信号的信噪比。信噪比在 1～13 dB 之间时，估计误差小于 0.5 dB。利用 Simulink 仿真工具，验证了该算法的有效性。

关键词：高斯最小频移键控；再生伪码测距；Tausworthe 码；空间数据系统咨询委员会；信噪比
中图分类号：TN 911.75　　**文献标志码**：A　　**DOI**：10.3969/j.issn.1001-506X.2016.01.05

SNR estimation algorithm for GMSK＋PN signal

SHI Li-guo[1,2], WANG Zhu-gang[1], XIONG Wei-ming[1]
(*1. Center for Space Science and Applied Research, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;*
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: Gaussian minimum shift keying＋pseudo-noise (GMSK＋PN) is a modulation method which achieves simultaneously transmission of GMSK data and PN. For the signal to noise ratio (SNR) estimation of GMSK＋PN modulation, a fast algorithm with high accuracy and low complexity is proposed. This algorithm applies layered structure decomposition to decompose signals into a number of units. Each decomposed signal's power is calculated or SNR is estimated. Then, signal power distribution calculation or SNR estimation is conducted successively for according units. Finally, SNR of the entire signal is calculated quickly and accurately. Estimation error is less than 0.5 dB when SNR is between 1～13 dB. Simulink simulation results verify the effectiveness of the proposed algorithm.

Keywords: Gaussian minimum shift keying (GMSK); regenerative pseudo noise (PN) ranging; Tausworthe code; consultative committee for space data systems (CCSDS); signal to noise ratio (SNR)

0　引　言

分布式卫星系统要实现编队飞行，需要在测定子卫星之间相对位置的同时，还要求有子卫星间的数据交互。测距、通信一体化设计在许多卫星通信系统中都有涉及，例如中国科学院空间科学与应用中心的深空应答机。但其采用的一体化设计方案是时分复用的方式，无法实现同时完成测距和通信两种任务。目前，空间数据系统咨询委员会(consultative committee for space data systems，CCSDS)正在酝酿一种可以同时传输高码率数传信号和测距信号的技术体制。它采用高斯最小频移键控(Gaussian minimum shift keying，GMSK)[1]进行数传信号的传输，采用再生伪码(pseudo-noise，PN)进行测距[2]，被称为高斯最小频移键控复合伪码测距(Gaussian minimum shift keying＋pseudo-noise，GMSK＋PN)调制方式[3]，并成为 NASA 月球任务的备选方案之一[4-7]。文献[8]最早对 GMSK＋PN 调制方式的测距信号副载波实现形式进行了频谱分析，并给出了仿真结果。文献[9]研究了更具一般性的连续相位调制(continuous phase modulation，CPM)下的测距一体化设计调制解调算法。文献[10-11]给出了 GMSK＋PN 和非平衡四相相移键控(unbalanced quaternary phase shift keying，UQPSK)的优缺点和性能差异。文献[12-13]对 GMSK＋PN 无副载波实现形式的相位抖动和同步进行了仿真。GMSK＋PN 调制方式从信号层面上来看是真正的测距通

收稿日期：2015-02-09；修回日期：2015-07-18；网络优先出版日期：2015-08-18。
网络优先出版地址：http://www.cnki.net/kcms/detail/11.2422.TN.20150818.1519.016.html
基金项目：国家高技术研究发展计划(863 计划)(Y28021A220)资助课题

信一体化，它兼有 GMSK 和 PN 测距的优点[14]：旁瓣衰减快、频谱紧凑、带宽效率高、适合饱和功放；测距捕获时间短，硬件实现复杂度低，测距精度相对较高。由于采用同一个链路同时完成数传和测距两个功能，这种调制方式也有相应的缺点：解调算法相对复杂，数传信号和测距信号互为噪声，影响了解调的性能。因此，为了保证数传信号的误码率性能和测距的精度，数传信号采用相干解调的方式。信噪比估计是信道估计的一个重要组成部分，它提供了切换、功率控制和信道分配算法所需的信道质量信息。在解调过程中，许多解调和译码的算法都需要准确的信噪比信息才能达到最优的性能[15-17]。本文根据 GMSK＋PN 信号的特点，提出了一种适用于 GMSK＋PN 信号的信噪比估计算法。

1　GMSK＋PN 调制解调技术

1.1　调制技术

基于 GMSK＋PN 的调制体制、能够同时进行数传和测距的系统框图如图 1 所示。

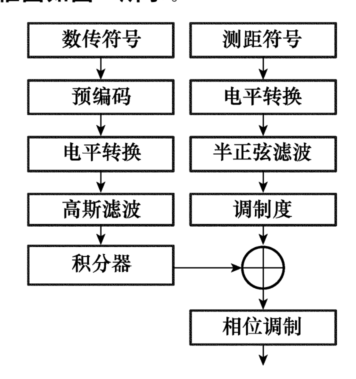


图 1　GMSK＋PN 信号调制框图

测距符号经过电平转换和半正弦滤波后，乘以 PN 测距调制度（也称测距调制度）得到 PN 测距信号相位；数传符号经过预编码、电平转换、高斯滤波和积分器后，得到 GMSK 相位；PN 相位和 GMSK 相位相加后再经过相位调制，即可得到 GMSK＋PN 调制信号

$$s(t) = \sqrt{2P_{\mathrm{tot}}}\cos(\omega_c t + \varphi_{\mathrm{GMSK}}(t) + m_d\varphi_{\mathrm{PN}}(t)) \tag{1}$$

其中

$$\varphi_{\mathrm{PN}}(t) = D(t)\sin(\frac{1}{2}\omega_{\mathrm{PN}}t) \tag{2}$$

式中，P_{tot} 为信号的总功率；ω_c 为载波角频率；$\varphi_{\mathrm{GMSK}}(t)$ 为数传信号调制相位；$\varphi_{\mathrm{PN}}(t)$ 为 PN 测距信号相位；$D(t)$ 为 PN 序列；m_d 为 PN 测距调制度；ω_{PN} 为 PN 序列角频率。

1.2　解调技术

因为基带的 GMSK 数传信号（所代表的相位）和 PN 测距信号（所代表的相位）在时域上是按比例相加的，所以如果得到其中的任何一种信号，就可以由复合信号与某一种“再生”的信号“相减”，得到另一种信号[8]。因为按照常规，GMSK 信号在复合信号中所占的能量比例较大。所以，可以直接在已调载波信号上解调，得到 GMSK 基带信号。再由 GMSK 基带信号的再调制得到的相位，与输入信号进行复相关，即可得到单独的 PN 测距信号[18]（见图 2）。

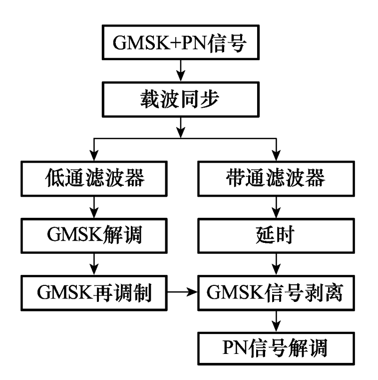


图 2　GMSK＋PN 信号解调框图

2　GMSK＋PN 信号信噪比估计

2.1　信号简化波形

由于 GMSK＋PN 信号既包括数传信号，又包括伪码测距信号，无法直接进行信噪比估计。而 GMSK＋PN 信号的结构非常特殊，在数传信号的基础上，直接加入了 PN 测距信号（作为数传信号的相位抖动存在），故可以采用逐层简化的方式，将 GMSK＋PN 信号分解为若干层，如图 3 所示。本文采取反推的方法，先估计出 PN 信号中 $C1$ 子码分量的信噪比，即可以通过 PN 信号与 $C1$ 子码分量的功率分配，得到 PN 信号的信噪比。进而，通过 GMSK＋PN 信号的能量分配，得到整个 GMSK＋PN 信号的信噪比。

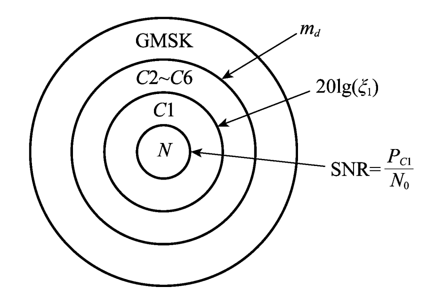


图 3　信噪比估计简化模型

在图 3 中，第 1 层（最内圈）的面积代表噪声的功率 N_0，第 2 层（最内圈和次内圈之间）的面积代表 PN 测距信号 $C1$ 子码分量的功率 P_{C1}，第 3 层（次内圈和次外圈之间）的面积代表 PN 测距信号 $C2 \sim C6$ 子码分量的功率 $P_{C2\sim C6}$，第 4 层（次外层和最外层之间）的面积代表数传 GMSK 信号的功率 P_{GMSK}。P_{C1}/N_0 可以通过最常用的均值方差比可以求得；当测距 PN 的码型确定之后，P_{PN}/P_{C1} 是确定的；$P_{\mathrm{GMSK}}/P_{\mathrm{PN}}$ 可以通过 m_d 来计算。简化模型如图 3 所示。这种新的信噪比估计算法，可以大大降低 GMSK＋PN 信号的信噪比计算的复杂度。

2.2　信噪比估计

2.2.1　数传、测距信号能量分配

由贝塞尔函数可知

$$\sin[m\sin(\alpha t)] = 2\sum_{k\ \mathrm{odd}} J_k(m)\sin(k\alpha t) \cong 2J_1(m)\sin(\alpha t) \tag{3}$$

$$\cos[m\sin(\alpha t)] = J_0(m) + 2\sum_{k\ \mathrm{even}} J_k(m)\cos(k\alpha t) \cong J_0(m) \tag{4}$$

式中，$J_k(m)$为第一类 k 阶贝塞尔函数。

GMSK＋PN 的调制信号表达式如式(1)所示，将式(3)、式(4)代入式(1)并将其展开

$$s(t) = \sqrt{2P_{\mathrm{tot}}}J_0(m_d)\sin(\omega_c t + \varphi_{\mathrm{GMSK}}(t)) + \sqrt{2P_{\mathrm{tot}}}J_1(m_d)\sin\left(\left(\frac{1}{2}\omega_{\mathrm{PN}} + \omega_c\right)t + \varphi_{\mathrm{GMSK}}(t)\right) + \sqrt{2P_{\mathrm{tot}}}J_1(m_d)\sin\left(\left(\frac{1}{2}\omega_{\mathrm{PN}} - \omega_c\right)t - \varphi_{\mathrm{GMSK}}(t)\right) \tag{5}$$

对于数传信号的解调，所用的是式(5)中等号右边的第一项；对于测距信号的解调，所用的是式(5)中等号右边的第 2 项和第 3 项。因此，令数传信号功率为 P_{GMSK}，PN 测距信号的功率为 P_{PN}，则有

$$\begin{cases} \dfrac{P_{\mathrm{GMSK}}}{P_{\mathrm{tot}}} = J_0^2(m_d) \\ \dfrac{P_{\mathrm{PN}}}{P_{\mathrm{tot}}} = 2J_1^2(m_d) \\ \dfrac{P_{\mathrm{PN}}}{P_{\mathrm{GMSK}}} = \dfrac{2J_1^2(m_d)}{J_0^2(m_d)} \end{cases} \tag{6}$$

式中，m_d 为测距调制度，是 GMSK＋PN 信号中 GMSK 信号和 PN 信号能量分配的唯一参数。随 m_d 变化，GMSK＋PN 信号及其数传、测距部分能量的归一化比例的变化趋势如图 4 所示。

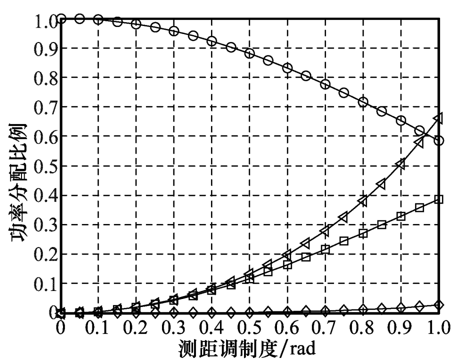


图 4 GMSK 与 PN 信号功率分配

当 m_d 为确定值时，$P_{\mathrm{GMSK}}/P_{\mathrm{PN}}$也是一个固定值。$m_d$ 的值偏低时(小于 0.2 rad)，则测距部分能量较小，影响测距精度；m_d 的值偏高时(大于 0.45 rad)，则数传部分能量较小，影响数传解调性能[19-20]。因此，要合理选择 m_d。

由于 Bessel 函数存在近似，随着 m_d 的变化，GMSK 信号的总功率 P_{tot}存在不同程度的衰减。所以在求得数传信号功率 P_{GMSK}和 PN 测距信号功率 P_{PN}后，需要对 GMSK＋PN 信号总功率 P_{tot}进行修正，如式(7)所示。

$$P_{\mathrm{tot}} = \frac{P_{\mathrm{GMSK}} + P_{\mathrm{PN}}}{J_0^2(m_d) + 2\cdot J_1^2(m_d)} = \frac{J_0^2(m_d)P_{\mathrm{PN}}}{2\cdot J_1^2(m_d)\cdot J_0^2(m_d) + 1} \tag{7}$$

2.2.2 PN 测距信号功率分配

PN 测距信号经过半正弦成型后，与正弦波极其相似，其中 $C1$ 分量成型后即为正弦波，PN 信号成型后波形如图 5 所示。

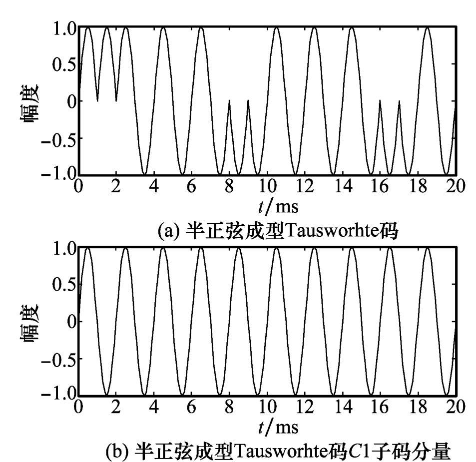


图 5 Tausworthe 码成型波形

经过整形后的 PN 与正弦波相比，其功率有部分衰减，如式(8)所示。

$$10\lg\left(\frac{P_{\mathrm{PN}}}{P_{C1}}\right) = -20\lg(\xi_1) \tag{8}$$

式中，ξ_1 为 Tausworthe 码中 $C1$ 分量与复合码同相的比例，其值随码型变化。可以求得

$$\frac{P_{\mathrm{PN}}}{P_{C1}} = \frac{1}{\xi_1^2} \tag{9}$$

对于平衡 2 倍加权 Tausworthe 码(weighted-2 balanced Tausworthe，T2B)，有

$$10\lg\left(\frac{P_{\mathrm{PN}}}{P_{C1}}\right) \approx 4.049\ 6\ \mathrm{dB}$$

对于平衡 4 倍加权 tausworthe 码(weighted-4 balanced Tausworthe，T4B)，有

$$10\lg\left(\frac{P_{\mathrm{PN}}}{P_{C1}}\right) \approx 0.549\ 7\ \mathrm{dB}$$

2.2.3 单音信号信噪比估计

PN 测距信号的 $C1$ 分量，经过半正弦成型滤波后，即为正弦波，而对这种单载波恒包络的信号的信噪比估计可以使用最简单的均值方差比[21]求得

$$\frac{S}{N} = 10\lg\left\{\frac{\mathrm{E}[a(n)]^2}{\mathrm{Var}[a(n)]}\right\} \tag{10}$$

式中，$a(n)$为 PN 测距信号 $C1$ 分量瞬时包络。$C1$ 分量采样模型如图 6 所示。其中，t_s 为采样间隔；t_c 为测距码片周期；A 为实际接收信号的幅度。

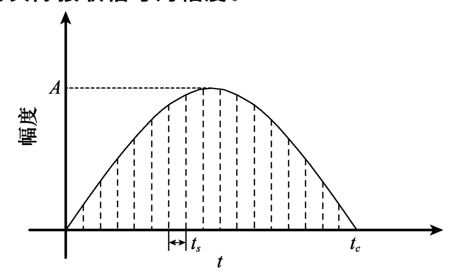


图 6 PN 半正弦成型信号采样量化模型

令 A' 为信号幅度的估计值，$x(k)$ 为每个采样点的幅度，则，经过采样后估计的 chip 幅度为

$$A' = \frac{\sum_{k=1}^{n} x(k) \cdot t_s}{t_s} \Bigg|_{t_s \to 0} \approx \frac{\int_0^{t_c} x(t)\mathrm{d}t}{t_s} = \frac{\int_0^{t_c} A\sin(\frac{\pi t}{t_c})\mathrm{d}t}{t_s} = -\frac{t_c}{\pi} \cdot A \cdot \cos(\frac{\pi t}{t_c}) \Bigg|_0^{t_c} = \frac{2t_c A}{\pi t_s} \tag{11}$$

信号功率的估计值 S' 为

$$S' = \frac{1}{2} \cdot (\frac{\pi t_s A'}{2t_c})^2 = \frac{1}{2} \cdot (\frac{\pi t_s}{2t_c})^2 \cdot E^2(A') \tag{12}$$

噪声功率估计值 N' 为

$$N' = \frac{t_s}{t_c} \mathrm{Var}(A') \tag{13}$$

式中，$C1$ 分量理论信噪比值为 $\frac{E_s}{N_0}$，其信噪比估计值 $\frac{P_{C1}}{N_0}$ 为

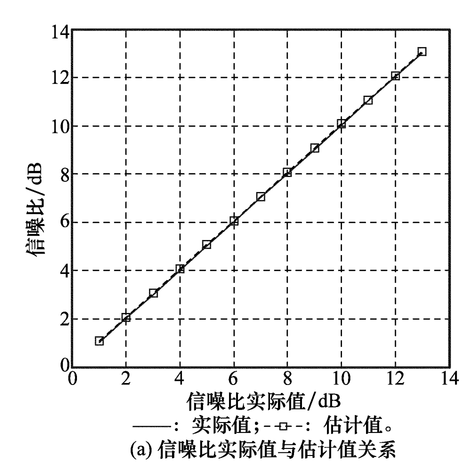
$$\frac{P_{C1}}{N_0} = \frac{E_s'}{N_0'} = \frac{1}{8} \cdot \frac{\pi^2 t_s}{t_c} \cdot \frac{E^2(A')}{\mathrm{Var}(A')} \cdot \frac{f_s}{2f_c} \tag{14}$$

由第 2.2.1 节、第 2.2.2 节和第 2.2.3 节的结论，可以得到 GMSK＋PN 信号总功率与噪声功率之比为

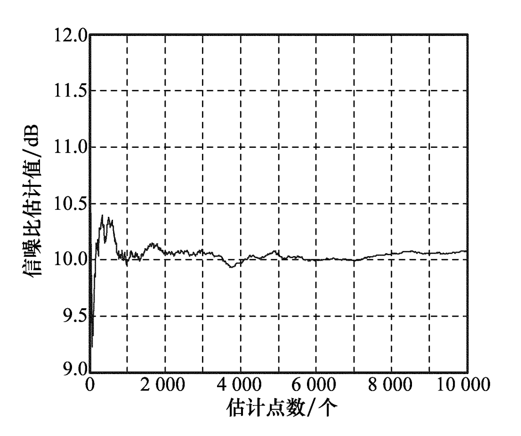
$$\frac{P_{\mathrm{tot}}}{N_0} = \frac{J_0^2(m_d)}{2J_0^2(m_d)J_1^2(m_d)+1} \cdot \frac{1}{\xi_1^2} \cdot \frac{1}{8} \cdot \frac{\pi^2 t_s}{t_c} \cdot \frac{\mathrm{E}^2(A')}{\mathrm{Var}(A')} \cdot \frac{f_s}{2f_c} \tag{15}$$

3　结果分析

通过 Simulink 搭建仿真模型，取采样率为 f_s＝100 MHz，PN 速率为 f_c＝2 MHz，测距调制度 m_d＝0.2 rad，再生 PN 采用 T4B，测得信噪比估计值如图 7 所示。



(a) 信噪比实际值与估计值关系



(b) 信噪比估计值与估计码片数关系

图 7　仿真结果

经过仿真可以发现，信噪比估计值与实际值非常吻合，误差在 0.5 dB 以下。参与计算的码片数在大于 1 000 时，信噪比估计值基本稳定实际值附近。

4　结　论

本文给出了在加性高斯白噪声信道中基带 GMSK＋PN 信号的信号模型，同时给出了在此模型下的简单、快捷的信噪比算法。并通过 Simulink 对该算法进行了仿真。该算法精确度较高，计算复杂度低，且参与计算的码片数目较少，具有工程的可实现性。

参考文献：

[1] CCSDS Recommended Standard 413.0-G-2. Bandwidth-efficient modulations: summary of definition, implementation, and performance[S]. Washington, DC: Consultative Committee for Space Data Systems, 2009.

[2] CCSDS Recommended Standard 414.0-G-2. Pseudo-noise (PN) ranging systems[S]. Washington, DC: Consultative Committee for Space Data Systems, 2014.

[3] Vassallo E, Visintin M. Analysis of GMSK for simultaneous transmission of ranging and telemetry[C]// *Proc. of the CCSDS Fall Technical Meeting*, 2009: SLS-RFM_09-08.

[4] Stocklin F, Israel D, Deutsch L, et al. Evaluation of multiple access techniques for simultaneous space communications and tracking[C]// *Proc. of the IEEE Aerospace Conference*, 2008: 1-30.

[5] Deutsch L, Stocklin F, Rush J. Modulation and coding for NASA's new space communications architecture[C]// *Proc. of the AIAA International Conference on Space Operations*, 2008: 1-8.

[6] Deutsch L, Noreen G K, Hamkins J, et al. Selecting codes, modulations, multiple access schemes and link protocols for future NASA missions[C]// *Proc. of the IEEE Aerospace Conference*, 2008: 1-9.

[7] Deutsch L, Hamkins J, Stocklin F. Multiple access schemes for lunar missions[C]// *Proc. of the AIAA International Conference on Space Operations*, 2010: 1-8.

[8] Orr R S, Divsalar D. Combined GMSK modulation and PN ranging for communication and navigation[C]// *Proc. of the IEEE Aerospace Conference*, 2008: 1-18.

[9] Orr R S, Divsalar D. CPM/PN modulation and ranging for bandwidth-limited multiple access links[C]// *Proc. of the IEEE Aerospace Conference*, 2011: 1-27.

[10] Vassallo E, Visintin M. Analysis of UQPSK and GMSK/PN for simultaneous transmission of ranging and telemetry: ranging corre-

lator results[C]// Proc. of the CCSDS Spring Technical Meeting, 2010: SLS-RFM_10-03.

[11] Dennis L. Simulations of GMSK-PN and UQPSK[C]// Proc. of the CCSDS Spring Technical Meeting, 2011: SLS-RFM_11-04.

[12] Sessler G, Vassallo E. Analysis of GMSK/PN modulation: effects of phase jumps and noise[C]// Proc. of the CCSDS Fall Management Meeting, 2011: SLS-RFM_11-16.

[13] Vassallo E, Visintin M. Synchronization analysis for GMSK+PN modulation[C]// Proc. of the CCSDS Spring Technical Meeting, 2011: SLS-RFM_11-01.

[14] Visintin M, Vassallo E. Synchronization analysis for GMSK+PN modulation[C]// Proc. of the CCSDS Fall Technical Meeting, 2013: SLS-FRM_13-12.

[15] Salman T, Badawy A, Elfouly T M, et al. Non-data-aided SNR estimation for QPSK modulation in AWGN channel[C]// Proc. of the IEEE Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob), 2014: 611-616.

[16] Bellili F, Methenni A, Affes S. Closed-form CRLBs for SNR estimation from turbo-coded BPSK, MSK-, and square-QAM-modulated signals[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2014, 62(15): 4018-4033.

[17] He P, Li Z, Wang X. A low-complexity SNR estimation algorithm and channel estimation method for OFDM systems[C]// Proc. of the International Conference on IEEE Information Science and Technology, 2014: 698-701.

[18] Shi L, Wang Z, Xiong W. Combined GMSK modulation and PN ranging for satellite telemetry[C]// Proc. of the 27th Conference of Spacecraft TT&C Technology, 2014 (A-070): 1-10. (石立国, 王竹刚, 熊蔚明. 基于GMSK+PN体制的遥测与测距技术[C]// 中国宇航协会飞行器测控专业委员会第27届飞行器测控学术年会论文集, 2014(A-070): 1-10.)

[19] CCSDS Recommended Standard 41x. 0-G-0. Simultaneous transmission of GMSK telemetry and PN ranging[S]. Washington, DC: Consultative Committee for Space Data Systems, 2014.

[20] Sessler G, Vassallo E, Calzolari G P, et al. GMSK/PN for high rate telemetry and high accuracy ranging of lagrange and mars missions[C]// Proc. of the AIAA International Conference on Space Operations, 2014: 1-14.

[21] Fan H B, Chen J, Cao Z G. An algorithm of SNR estimation for non-constant envelope signal in the AWGN channel[J]. Acta Electronic Sinica, 2002, 30(9): 1369-1371. (范海波, 陈军, 曹志刚. AWGN信道中非恒包络信号的SNR估计方法[J]. 电子学报, 2002, 30(9): 1369-1371.)

作者简介:

石立国(1984-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为数字信号处理、信号检测与估计。

E-mail: shiliguo@nssc.ac.cn

王竹刚(1974-), 男, 研究员, 硕士研究生导师, 主要研究方向为射频微波通信、数字信号处理。

E-mail: wangzg@nssc.ac.cn

熊蔚明(1963-), 男, 研究员, 博士研究生导师, 主要研究方向为电子、通信、计算机、控制和信号处理相关跨学科研究。

E-mail: xwm@nssc.ac.cn